

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2005 年 4 月 14 日 (14.04.2005)

PCT

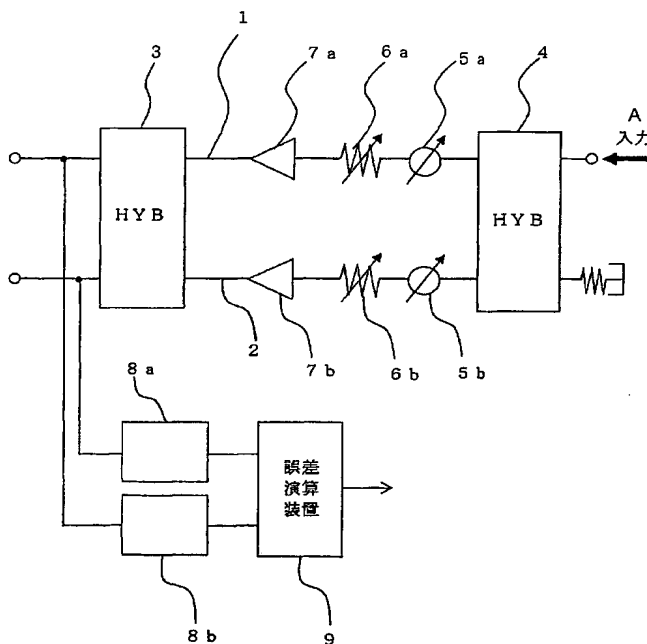
(10) 国際公開番号  
WO 2005/034281 A1

- (51) 国際特許分類: H01P 5/12  
(21) 国際出願番号: PCT/JP2004/004270  
(22) 国際出願日: 2004 年 3 月 26 日 (26.03.2004)  
(25) 国際出願の言語: 日本語  
(26) 国際公開の言語: 日本語  
(30) 優先権データ: PCT/JP03/12543 2003 年 9 月 30 日 (30.09.2003) JP  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 Tokyo (JP).  
(72) 発明者; および  
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 竹村 暢康 (TAKEMURA, Nobuyasu) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 西澤 一史 (NISHIZAWA, Kazushi) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 宮下 裕章 (MIYASHITA, Hiroaki) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 小西 善彦 (KONISHI, Yoshihiko) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 2 番 3 号

[続葉有]

(54) Title: VARIABLE POWER DISTRIBUTOR, ERROR DETECTION METHOD THEREOF, AND SET VALUE CORRECTION METHOD

(54) 発明の名称: 可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法



A...INPUT  
9...ERROR CALCULATION DEVICE

(57) Abstract: There is provided a variable power distributor capable of calculating an error between transmission lines of two systems after building a variable power distributor and correcting the set value of the amplitude/phase according to the error. An error detection method for this and a set value correction method are also disclosed. The variable power distributor includes: a two-way distributor arranged at the input side of a pair of transmission lines consisting of a first and a second transmission line; a 90-degree hybrid circuit arranged at the output side of the pair of transmission lines; and a variable phase device, variable resistance attenuator, and a power amplifier which are arranged at each of the pair of the transmission lines between the two-way distributor and the 90-degree hybrid circuit. The variable power distributor further includes error detection means for monitoring an output signal from the 90-degree hybrid circuit and detecting an error existing in each component between the first and the second transmission line according to the monitor output.

(57) 要約: 2 系統の伝送線路間の誤差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、また、その誤差に基づき振幅・位相の設定値が補正可能な可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることを目的とし、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、出力側に設けられた 90°ハイブリッド回路と、2 分配器と 90°ハイブリッド回路の間

の一対の伝送線路の各々に設けられた可変移相器、可変抵抗減衰器及び電力増

[続葉有]



三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 内藤 出 (NAITOU, Izuru) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 今井 芳彦 (IMAI, Yoshihiko) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 曾我 道照, 外 (SOGA, Michiteru et al.); 〒1000005 東京都千代田区丸の内三丁目1番1号 国際ビルディング 8階 曾我特許事務所 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE,

SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

## 明 細 書

## 可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法

5

## 技術分野

本発明は、可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法に関し、特に、マイクロ波送受信用の偏波制御アンテナに使用する可変電力分配器に適用して好適なものである。

10

## 背景技術

従来の可変電力分配器として、例えば、日本国特許第 2 5 2 2 2 0 1 号及び日本国特許第 3 3 6 7 7 3 5 号に示すものがある。図 1 3 は、これらを参考にして図面化したもので、送信系に用いる場合の可変電力分配器の構成を示している。

図 1 3 に示す可変電力分配器は、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 とで一对の伝送線路を構成している。この一对の伝送線路の出力側には  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 が設けられ、入力側には  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 が設けられている。 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 は、一方の入力端を終端することで 2 分配器（2 出力端で位相は  $90^\circ$  ずれる）を構成している。この  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 として通常の 2 分配器を代わりに設けてもよい。

20  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 1 の伝送線路 1 には、第 1 の可変移相器 5 a、第 1 の可変抵抗減衰器 6 a 及び第 1 の電力増幅器 7 a が設けられている。同様に、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 2 の伝送線路 2 には、第 2 の可変移相器 5 b、第 2 の可変抵抗減衰器 6 b 及び第 2 の電力増幅器 7 b が設けられている。

25 次に上記構成に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は、他方の入力端が終端された  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 を介して第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 の 2 系統に分配され、可変移相器 5 a（5 b）、可変抵抗減衰器 6 a（6 b）を介して伝送線路毎に入力信号の振幅及び位相が可変制御される。これらの信号は、電力増幅器 7 a（7 b）にて電力増幅され、 $90^\circ$  ハイブ

リッド回路 3 を介して分配される。通常は、この  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の先に偏波制御アンテナが接続され、偏波を任意に設定できる。

このような可変電力分配器では、一般的に、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 及び 4、可変移相器 5 a 及び 5 b、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b、電力増幅器 7 a 及び 7 b といった各コンポーネントにおいて誤差が含まれるため、正確な制御を行うためには、コンポーネント毎の誤差を検出すること、及び検出された誤差から振幅及び位相設定の補正值を見積もることが重要と考えられる。

ここで、可変移相器 5 a 及び 5 b、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b は、任意に振幅、位相を可変できるので誤差については以後考慮しない。

10 従来の可変電力分配器では、可変電力分配器を組み上げる前段階で、各コンポーネント単体で誤差を評価していた。そのため、評価測定時間はコンポーネント個数倍かかり、評価時間が膨大なものとなっていた。また、可変電力分配器として組み上げた後は、個々のコンポーネントで誤差を見積もることが出来ず、組み上げたことによるコンポーネント間干渉による誤差まで見積もることは不可能で  
15 あった。

このように、従来の可変電力分配器においては、可変電力分配器として組み上げた後に個々のコンポーネント誤差を検出することは困難であり、このため、組み上げ前に各コンポーネント単体で誤差を評価していたので、評価測定時間はコンポーネント個数倍かかり、評価時間が膨大になる問題があった。また、組み上  
20 げ後に、振幅位相設定値を補正することも不可能であった。

この発明は以上のような課題を解決するためのもので、2 系統の伝送線路間の誤差として振幅比・位相差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、また、その誤差に基づいて振幅・位相の設定値を補正することが可能な可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることを目的とする。

25

#### 発明の開示

この発明に係る可変電力分配器は、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、前記一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配器と前記 9

- 0° ハイブリッド回路との間の一对の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器とを備えた可変電力分配器において、前記 90° ハイブリッド回路からの出力信号をモニタするモニタ機構と、前記モニタ機構のモニタ出力に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段とを備えたことを特徴とする。

- また、他の発明に係る可変電力分配器は、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一对の伝送線路と、前記一对の伝送線路の入出力側の各々に設けられた 90° ハイブリッド回路と、前記入力側の 90° ハイブリッド回路と前記出力側の 90° ハイブリッド回路との間の一对の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御する可変移相器及び可変抵抗減衰器とを備えた可変電力分配器において、前記 90° ハイブリッド回路からの出力信号をモニタするモニタ機構と、前記モニタ機構のモニタ出力に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段とを備えたことを特徴とする。

- また、前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、素子電界ベクトル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。

- また、前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、改良型素子電界ベクトル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。

また、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えたこ

とを特徴とする。

また、前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正することを特徴とする。

- 5      また、この発明に係る可変電力分配器の誤差検出方法は、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記各出力信号から素子電界ベクトル回転法を適用して
- 10    各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。

- また、他の発明に係る可変電力分配器の誤差検出方法は、第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入力端に設けられた 2 分配回路と、前記一対の伝送線路の出力端に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配回路と前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々
- 15    に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器とを備えた可変電力分配器の前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記各出力信号から改良型素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。
- 20    また、さらに他の発明に係る可変電力分配器の誤差検出方法は、第 1 及び第 2

- 25    の伝送線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入出力側の各々に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記入力側の  $90^\circ$  ハイブリッド回路と前記出力側の  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御する可変移相器及び可変抵抗減衰器とを備えた可変電力分配器の前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存

- 在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各
- 5 出力信号をそれぞれ検出し、前記各出力信号から改良型素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出することを特徴とする。
- さらに、この発明に係る可変電力分配器の設定値補正方法は、前記可変電力分配器の誤差検出方法により検出される誤差の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗
- 10 減衰器の設定値を補正することを特徴とする。

#### 図面の簡単な説明

- 図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図、
- 15 図 2 は、図 1 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化した説明図、
- 図 3 は、第 1 及び第 2 の伝送線路 1, 2 における出力信号を、2 素子の電界合成ベクトルとして表現するための説明図、
- 図 4 は、REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順の説明図
- 20 、
- 図 5 は、この発明の実施の形態 2 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図、
- 図 6 は、この発明の実施の形態 3 に係る送信系に用いる場合の可変電力分配器の構成を示すブロック図、
- 25 図 7 は、図 6 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化した説明図、
- 図 8 は、改良型REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順の説明図、
- 図 9 は、この発明の実施の形態 4 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック

図、

図 10 は、この発明の実施の形態 5 に係る受信系に用いる場合の可変電力分配器の構成を示すブロック図、

図 11 は、図 10 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の  
5 観点からモデル化した説明図、

図 12 は、この発明の実施の形態 6 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図、

図 13 は、従来例に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。

## 10 発明を実施するための最良の形態

実施の形態 1.

図 1 は、この発明の実施の形態 1 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 1 に示す可変電力分配器には、図 13 に示す従来例と同様な、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 とでなる一対の伝送線路と、この一対の伝送線  
15 路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 と、入力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 1 の伝送線路 1 に設けられた、第 1 の可変移相器 5 a、第 1 の可変抵抗減衰器 6 a 及び第 1 の電力増幅器 7 a と、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 2 の伝送線路 2 に設けられた、第 2 の可変移相器 5 b、第 2 の可変抵抗減衰器 6 b 及び第 2 の電力増幅器 7 b とを備えている。  
20 なお、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 は、一方の入力端を終端することで 2 分配器（2 出力端で位相は  $90^\circ$  ずれる）を構成しており、この  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 として通常の 2 分配器を代わりに設けてもよい。

また、本実施の形態 1 に係る可変電力分配器には、第 1 の伝送線路 1 から分岐して設けられた第 1 の出力信号モニタ機構 8 a と、第 2 の伝送線路 2 から分岐して設けられた第 2 の出力信号モニタ機構 8 b と、これら出力信号モニタ機構からのモニタ出力に基づいて第 1 と第 2 の伝送線路 1, 2 間における誤差比を検出する誤差検出手段としての誤差演算装置 9 とをさらに備えている。  
25

次に実施の形態 1 に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は



、他方の入力端が終端された  $90^\circ$  ハイブリッド回路 4 を介して第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 の 2 系統に分配され、可変移相器 5 a (5 b)、可変抵抗減衰器 6 a (6 b) によって伝送線路毎にその振幅及び位相が可変制御される。これらの信号は、電力増幅器 7 a (7 b) にて電力増幅され、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 を介して分配される。

$90^\circ$  ハイブリッド回路 3 からの出力信号は、第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 からそれぞれ分岐されて、第 1 の出力信号モニタ機構 8 a 及び第 2 の出力信号モニタ機構 8 b に入力され、これらモニタ機構により、可変電力分配器からの出力信号の振幅及び位相がモニタされる。

10     ここで、図 1 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化すると図 2 に示すようになる。図 2 において、入力信号を  $E_0$ 、第 1 の伝送線路 1 における出力信号を  $E_1$ 、第 2 の伝送線路 2 における出力信号を  $E_2$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1, 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の誤差振幅値 ( $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の系統間誤差を含む) を  $\alpha_{2+}, \alpha_{2-}$ 、第 1 と第 2  
15     の伝送線路 1, 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の誤差位相値 ( $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の系統間誤差を含む) を  $\delta_{2+}, \delta_{2-}$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1, 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の入力側の誤差振幅値を  $a_R, a_L$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1, 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 の入力側の誤差位相値を  $\phi_R, \phi_L$ 、可変抵抗減衰器 6 a, 6 b の振幅設定値 (誤差なし) を  $a_{R_0}, a_{L_0}$ 、可変移  
20     相器 5 a, 5 b の位相設定値 (誤差なし) を  $\phi_{R_0}, \phi_{L_0}$  とすると、出力信号  $E_1, E_2$  に対して式 (1) の関係が与えられる。

$$\begin{cases} E_1 = \alpha_{2-} a_R a_{R_0} \exp\{j(\delta_{2-} + \phi_R + \phi_{R_0})\} + \alpha_{2+} a_L a_{L_0} \exp\{j(\delta_{2+} + \phi_L + \phi_{L_0})\} \\ E_2 = \alpha_{2+} a_R a_{R_0} \exp\{j(\delta_{2+} + \phi_R + \phi_{R_0})\} + \alpha_{2-} a_L a_{L_0} \exp\{j(\delta_{2-} + \phi_L + \phi_{L_0})\} \end{cases} \quad (1)$$

この式 (1) は、図 3 に示すように、2 素子の電界合成ベクトルとして出力信号が表現されているといえる。そこで、技術論文“フェーズドアレーアンテナの  
25     素子振幅位相測定法—素子電界ベクトル回転法—” Trans. IECE '82/5 Vol. J65-B No. 5, pp. 555-560 に掲載されている素子電界ベクトル回転 (REV: Rotating element Electric field Vector) 法を適用して各コンポーネント誤差を検出できる。

REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順を、図4を参照して以下に説明する。

(1) まず、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{R_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{11}$ )を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する(STEP1)。この際、第2の可変移相器5bは回転させない。すると、図4(a)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{11}$ の軌跡が得られる。

(2) 次に、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{R_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{21}$ )を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する(STEP2)。この際、第2の可変移相器5bは回転させない。すると、図4(b)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{21}$ の軌跡が得られる。

(3) また、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{L_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{12}$ )を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する(STEP3)。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。すると、図4(c)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{12}$ の軌跡が得られる。

(4) さらに、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\phi_{L_0}$ における可変電力分配器からの出力信号(電力値 $P_{22}$ )を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する(STEP4)。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。すると、図4(d)に示すようなコサインカーブに近い出力信号 $P_{22}$ の軌跡が得られる。

なお、この明細書で用いる記号のサブスクリプトは次のような関係を示す。例えば電力値 $P_{11}$ のサブスクリプト「11」の最初の数字「1」は、第1の出力信号モニタ機構8aの出力に対応し、次の数字「1」は、第1の可変移相器5aの位相を回転させた場合に対応することを示す。同様に、サブスクリプト「21」は、第1の可変移相器5aの位相を回転させた場合の第2の出力信号モニタ機構8bの出力に対応し、サブスクリプト「12」は、第2の可変移相器5bの位相を回転させた場合の第1の出力信号モニタ機構8aの出力に対応し、サブスクリ

プト「22」は、第2の可変移相器5bの位相を回転させた場合の第2の出力信号モニタ機構8bの出力に対応していることをそれぞれ示す。

- 前記4つのSTEPにて得られた出力信号は、実際は、可変移相器5a, 5bのビット数に対応した離散的な値であるが、最小二乗近似等を用いて最適にフィッティングされたコサインカーブを求めておく(図4)。これらのモニタ出力を誤差演算装置9に渡す。

誤差演算装置9は、図4に示すコサインカーブより読み取った値を用いて、相対振幅kと相対位相Xを以下の手順で求める。ここでは、第1の伝送線路1からの出力信号データを用いた場合(図4(a)と図4(c))を例に説明する。

- 図4(a)において、電力最小値と最大値の比を $r_{11}^2$ 、及び最大値 $A_{11}$ のときの第1の可変移相器5aの位相設定値を $-\Delta_{11}$ 、電力最小値と最大値との中間値を $B_{11}$ とした場合、 $r_{11}$ は式(2)のように表現できる。

$$r_{11} = \pm \sqrt{\frac{B_{11} - A_{11}}{B_{11} + A_{11}}} \quad (2)$$

- ここで、原理的には $A_{11} \leq B_{11}$ となるが、最小二乗近似による誤差や測定系誤差等によって、 $A_{11} > B_{11}$ となることも考えられる。このときは、近似的に $A_{11} = B_{11}$ として計算する。さらに、 $r_{11}$ の符号は、可変移相器5aの位相を回転させた際に第1の出力信号モニタ機構8aで得られる出力信号の位相変動が $180^\circ$ 以下の場合には正の符号、 $180^\circ$ より大きい変動の場合は負の符号をとる。そこで、式(2)のから式(3)に示す解を得る。

$$k_{11} \left( \equiv \frac{\alpha_2 - \alpha_R}{E_{10}} \right) = \frac{\Gamma_{11}}{\sqrt{1 + 2\Gamma_{11} \cos \Delta_{11} + \Gamma_{11}^2}} \quad (3)$$

$$X_{11} (\equiv \delta_{2-} + \phi_R - \phi_{10}) = \tan^{-1} \left( \frac{\sin \Delta_{11}}{\cos \Delta_{11} + \Gamma_{11}} \right)$$

ただし、

$$\Gamma_{11} = \frac{1 - r_{11}}{1 + r_{11}} \quad (4)$$

である。ここで、 $E_{10}$ 、 $\phi_{10}$ はそれぞれ第1の伝送線路1の出力信号にて観測される初期合成電界ベクトルの振幅と位相(図3参照)である。

同様に、可変移相器 5 b の位相を回転させて得た出力信号のコサインカーブ（図 4（c））において、電力最小値と最大値の比を  $r_{12}$ 、及び最大値のときの位相設定値を  $-\Delta_{12}$  とし、それを用いて前記手順を参考に相対振幅  $k_{12}$  と相対位相  $X_{12}$  を求めると式（5）で表現される。この際、 $r_{12}$  の符号は  $r_{11}$  のそれと逆になることに注意する。

$$\begin{aligned} k_{12} &\equiv \frac{\alpha_{2+} + a_L}{E_{10}} \\ X_{12} &\equiv \delta_{2+} + \phi_L - \phi_{10} \end{aligned} \quad (5)$$

第 2 の伝送線路 2 における出力信号に関して前記と同様の手順で処理を行うことで、式（6）に示す相対振幅  $k$ （ $k_{21}$ 、 $k_{22}$ ）と相対位相  $X$ （ $X_{21}$ 、 $X_{22}$ ）を得る。

$$\begin{aligned} k_{21} &\equiv \frac{\alpha_{2+} + a_R}{E_{20}}, \quad k_{22} \equiv \frac{\alpha_{2-} - a_L}{E_{20}} \\ X_{21} &\equiv \delta_{2+} + \phi_R - \phi_{20}, \quad X_{22} \equiv \delta_{2-} + \phi_L - \phi_{20} \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、 $E_{20}$ 、 $\phi_{20}$  はそれぞれ第 2 の伝送線路 2 の出力信号にて観測される初期合成電界ベクトルの振幅と位相である。

以上の結果、可変移相器 5 a 及び 5 b の位相を回転させることで、REV 法の原理から可変電力分配器内の誤差（振幅、位相）に関するパラメータが式（3）、式（5）、式（6）の形で得られる。これらの関係式から、可変電力分配器内の 90° ハイブリッド回路 3 の第 1、第 2 の伝送線路 1、2 間の振幅誤差比及び 90° ハイブリッド回路 3 の入力側の第 1、第 2 の伝送線路 1、2 間の位相差を式（7）、式（8）として得ることができる。

$$\frac{\alpha_{2-}}{\alpha_{2+}} = \sqrt{\frac{k_{11}k_{22}}{k_{12}k_{21}}}, \quad \frac{a_R}{a_L} = \sqrt{\frac{k_{11}k_{21}}{k_{12}k_{22}}} \quad (7)$$

$$\delta_{2-} - \delta_{2+} = \frac{1}{2}(X_{11} - X_{12} - X_{21} + X_{22}), \quad \phi_R - \phi_L = \frac{1}{2}(X_{11} - X_{12} + X_{21} - X_{22}) \quad (8)$$

この演算処理を演算処理装置 9 にて実施して検出する。

以上で明らかなように、この実施の形態 1 によれば、可変電力分配器における第 1 と第 2 の伝送線路 1、2 での出力信号をモニタ機構 8 a、8 b でそれぞれモ

- ニタし、モニタデータを誤差演算装置 9 に伝送し、R E V 法を適用した演算処理を行うことで、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができる。この誤差検出は、可変電力分配器を組み上げた後で、各コンポーネントの誤差を見積もることができるので、評価測定時間の大幅な時間短縮、低コスト化が可能である。

## 実施の形態 2 .

- 図 5 は、この発明の実施の形態 2 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 5 に示す実施の形態 2 に係る可変電力分配器は、図 1 に示す実施の形態 1 と同様な構成の他に、誤差演算装置 9 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a , 6 b 及び可変移相器 5 a , 5 b における振幅及び位相の補正值を演算する補正值演算装置 1 0 と、補正值演算装置 1 0 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a , 6 b 及び可変移相器 5 a , 5 b の振幅補正量及び位相補正量を制御する振幅位相制御装置 1 1 とをさらに備えている。
- 次に実施の形態 2 に係る可変電力分配器の動作について説明する。上述した実施の形態 1 では、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができることを示したが、本実施の形態 2 では、この誤差に基づいて可変電力分配器での振幅及び位相設定値を補正し、振幅及び位相を制御することについて説明する。誤差演算装置 9 にて得られた誤差値を補正值演算装置 1 0 に送る。補正值演算装置 1 0 にて、式（7）及び式（8）にて表される誤差を次式のように置き換える。

$$\frac{\alpha_{2-}}{\alpha_{2+}} \equiv \alpha, \quad \frac{a_R}{a_L} \equiv a \quad (9)$$

$$\delta_{2-} - \delta_{2+} \equiv \delta, \quad \phi_R - \phi_L \equiv \phi \quad (10)$$

- また、求めるべき補正值を、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 との間の比として表現すると次式のようにになる。

$$\frac{a_{R_0}}{a_{L_0}} \equiv A \quad (11)$$

$$\phi_{R_0} - \phi_{L_0} \equiv \psi \quad (12)$$

式(9)から式(12)を適用して式(1)を変形し、両者の比をとると次式を得る。

$$\frac{E_1}{E_2} = \alpha \cdot \exp(\delta) \frac{1 - \exp\{-j(\delta + \phi + \psi)\}/\alpha A}{1 + \alpha \cdot \exp\{j(\delta - \phi - \psi)\}/\alpha A} \quad (13)$$

ここで、上式の左辺を極座標表示し、整理すると次式を得る。

$$5 \quad E\alpha A \cdot \exp\{j(\theta - \delta)\} + E\alpha \cdot \exp\{j(\theta - \phi - \psi)\} + \exp\{-j(\delta + \phi + \psi)\} - \alpha A = 0 \quad (14)$$

これより、可変電力分配器内の2伝送線路間の補正值としての振幅比 $A$ 及び位相差 $\psi$ は次式となる。

$$A = \frac{-E\alpha \cdot \cos(\theta - \phi - \psi) - \cos(\delta + \phi + \psi)}{E\alpha \cdot \cos(\theta - \delta) - \alpha} \quad (15)$$

$$\psi = \tan^{-1}\left(\frac{-C}{D}\right) \quad (16)$$

10 ここで、

$$\begin{cases} C = E^2\alpha \cdot \cos(\theta - \delta) - E \cdot \cos(\theta + \phi) + E\alpha^2 \cdot \cos(\theta - \phi) + \alpha \cdot \cos(\delta + \phi) \\ D = E^2\alpha \cdot \sin(\theta - \delta) - E \cdot \sin(\theta + \phi) - E\alpha^2 \cdot \sin(\theta - \phi) + \alpha \cdot \sin(\delta + \phi) \end{cases} \quad (17)$$

である。式(16)を式(15)に代入することで振幅比 $A$ は求まる。同様に、式(17)を式(16)に代入することで位相差 $\psi$ は求まる。

15 以上で明らかのように、この実施の形態2によれば、可変電力分配器におけるコンポーネント毎の誤差(第1の伝送線路と第2の伝送線路間の相対値)を用いて、可変電力分配器での誤差を考慮した振幅、位相設定値を補正する値を導くことができる。

この補正值を振幅位相補正值制御装置11に送ることで、可変抵抗減衰器6a及び6b、可変移相器5a及び5bの設定値を補正するように制御可能となる。

20 図5に示すように、前記振幅位相補正值の導出及び制御系は可変電力分配器の系に対してフィードバックをかけられるような配線となっているため、これらの動作に対して自動的にフィードバック制御をかけることが可能となる。

実施の形態3.

25 図6は、この発明の実施の形態3に係る送信系に用いる場合の可変電力分配器

の構成を示すブロック図である。図 6 に示す可変電力分配器には、図 1 3 に示す従来例と同様な、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 と構成される一対の伝送線路と、この一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 と、入力側に設けられた 2 分配器 1 3 と、2 分配器 1 3 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 1 の伝送線路 1 に設けられた、第 1 の可変移相器 5 a、第 1 の可変抵抗減衰器 6 a 及び第 1 の電力増幅器 7 a と、2 分配器 1 3 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 との間の第 2 の伝送線路 2 に設けられた、第 2 の可変移相器 5 b、第 2 の可変抵抗減衰器 6 b 及び第 2 の電力増幅器 7 b とを備えている。なお、2 分配器 1 3 は、一方の入力端を終端とすることで 2 分配回路（2 出力端で位相は  $90^\circ$  ずれる）を構成する  $90^\circ$  ハイブリッド回路を代わりに設けてもよい。

また、本実施の形態 3 に係る可変電力分配器には、第 1 の伝送線路 1 から分岐して設けられた第 1 の出力信号モニタ機構 8 a と、第 2 の伝送線路 2 から分岐して設けられた第 2 の出力信号モニタ機構 8 b と、これら出力信号モニタ機構からのモニタに基づいて第 1 と第 2 の伝送線路 1 と伝送線路 2 との間における誤差比を検出する誤差検出手段としての誤差演算装置 9 とをさらに備えている。

次に実施の形態 3 に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は、2 分配器 1 3 を介して第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 の 2 系統に分岐され、可変移相器 5 a（5 b）、可変抵抗減衰器 6 a（6 b）によって伝送線路毎にその振幅及び位相が可変制御される。これらの信号は、電力増幅器 7 a（7 b）にて電力増幅され、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 を介して分配される。

$90^\circ$  ハイブリッド回路 3 からの出力信号は、第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 からそれぞれ分岐されて、第 1 の出力信号モニタ機構 8 a 及び第 2 の出力信号モニタ機構 8 b に入力され、これらモニタ機構により、可変電力分配器からの出力信号の振幅及び位相がモニタされる。

ここで、図 6 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化すると図 7 に示すようになる。図 7 において、入力信号を  $E_0$ 、第 1 の伝送線路 1 における出力信号を  $E_1$ 、第 2 の伝送線路 2 における出力信号を  $E_2$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 3 より出力側（出力端  $E_1$  及び  $E_2$  側）の誤差電界値を  $\delta_1$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び

2における $90^\circ$  ハイブリッド回路3の誤算電界値を $\delta_2$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$  ハイブリッド回路3より入力側（2分配器13側）の誤差電界値12を $\delta_3$ とする。

- 次に、技術論文“フェーズドアレーアンテナの合成電界振幅位相を用いたアレー素子電界及び移相器誤差の測定法—改良型素子電界ベクトル回転法—”Trans. IEICE '02/9 Vol. J85-B No. 9、 pp.1558-1565 に掲載されている改良型素子電界ベクトル回転（REV: Rotating element Electric field Vector）法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する。

- 改良型REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順を以下に説明する。

（1）まず、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$  回転させて、位相設定値 $\Delta_{Rm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{1Rm}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する。この際、第2の可変移相器5bは回転させない。このときの電界値 $E_{1Rm}$ の推移をベクトル図で表したものが図8である。

- （2）次に、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$  回転させて、位相設定値 $\Delta_{Rm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{2Rm}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する。この際、第2の可変移相器5bは回転させない。

- （3）また、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$  回転させて、位相設定値 $\Delta_{Lm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{1Lm}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。

（4）さらに、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$  回転させて、位相設定値 $\Delta_{Lm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{2Lm}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。

- 前記4つの手順にて得られた出力信号から、可変移相器の位相を回転させたときの各系統の電界値は式（18）のように表される。ここで、Mは移相器の設定数を表している。

$$\mathbf{J}_m = \left( \mathbf{E}_m - \frac{1}{M} \sum_{m'=1}^M \mathbf{E}_{m'} \right) e^{-j\Delta_m} \quad (18)$$

つまり、式（18）で表される可変移相器の位相を回転させたときの各系統の



電界値は位相設定値毎に異なる値となり、前記手順から4つの電界値  $J_{1Rm}$ 、 $J_{2Rm}$ 、 $J_{1Lm}$ 、 $J_{2Lm}$  が得られる。

ここで、 $J_{1Rm}$  は第1の可変移相器5aの位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{1Rm}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録したときの第1の伝送線路1の電界値である。

また、 $J_{2Rm}$  は第1の可変移相器5aの位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{2Rm}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録したときの第1の伝送線路1の電界値である。

また、 $J_{1Lm}$  は第2の可変移相器5bの位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{1Lm}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録したときの第2の伝送線路2の電界値である。

さらに、 $J_{2Lm}$  は第2の可変移相器5bの位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{2Lm}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録したときの第2の伝送線路2の電界値である。

ここで、電界値  $J_{2Lm}$  を基準とすると、第1と第2の伝送線路1及び2における  $90^\circ$  ハイブリッド回路3より出力側（出力端  $J_1$  及び  $J_2$  側）の誤差電界値  $10$   $\delta_1$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における  $90^\circ$  ハイブリッド回路3の誤算電界値を  $\delta_2$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における  $90^\circ$  ハイブリッド回路3より入力側（2分配器13側）の誤差電界値を  $\delta_3$  は、それぞれ式（19）  
20 ）、式（20）、式（21）で表される。

$$\delta_1 = \frac{J_{1Lm}}{-j\delta_2 J_{2Lm}} \quad (19)$$

$$\delta_2 = \sqrt{\frac{(-1) \cdot J_{1Lm} \cdot J_{2Rm}}{J_{1Rm} \cdot J_{2Lm}}} \quad (20)$$

$$\delta_3 = \frac{J_{2Rm}}{-j\delta_2 J_{2Lm}} \quad (21)$$

この演算処理を誤差演算装置9にて実施し検出する。

5 以上で明らかなように、この実施の形態 3 によれば、可変電力分配器における第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 での出力信号をモニタ機構 8 a、8 b でそれぞれモニタし、モニタデータを誤差演算装置 9 に伝送し、改良型 R E V 法を適用した演算処理を行うことで、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができる。この誤差検出は可変電力分配器を組み上げた後で、各コンポーネントの誤差を見積もることができるので、評価測定時間の大幅な時間短縮、低コスト化が可能である。

#### 実施の形態 4.

10 図 9 は、この発明の実施の形態 4 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 9 に示す実施の形態 4 に係る可変電力分配器は、図 6 に示す実施の形態 3 と同様な構成の他に、誤差演算装置 9 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b における振幅及び位相の補正値を演算する補正値演算装置 1 0 と、補正値演算装置 1 0 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b の振幅補正量及び位相補正量を制御する振幅位相制御装置 1 1 とをさらに備えている。

次に実施の形態 4 に係る可変電力分配器の動作について説明する。上述した実施の形態 3 では、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することを示したが、本実施の形態 4 では、この誤差に基づいて可変電力分配器での振幅及び位相設定値を補正し、振幅及び位相を制御する。可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を用いて、可変電力分配器での誤差を考慮した振幅及び位相設定値を補正する値を補正値演算装置 1 0 により求め、この補正値を振幅位相制御装置 1 1 に送ることで、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b、可変移相器 5 a 及び 5 b の設定値を補正するように制御可能となる。なお、補正値演算装置 1 0 では誤差演算装置 9 にて得られた誤差を相殺するように補正値を求める。

図 9 に示すように、前記振幅位相補正値の導出及び制御系は可変電力分配器の系に対してフィードバックをかけられるような配線となっているため、これらの動作に対して自動的にフィードバック制御をかけることが可能となる。

実施の形態 5.

図 10 は、この発明の実施の形態 5 に係る受信系に用いる場合の可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 10 に示す実施の形態 5 に係る可変電力分配器には、図 13 に示す従来例と同様な、第 1 の伝送線路 1 と第 2 の伝送線路 2 と構成される一対の伝送線路と、この一対の伝送線路の出力側に設けられた 90° ハイブリッド回路 17 と、入力側に設けられた 90° ハイブリッド回路 16 と、90° ハイブリッド回路 16 と 90° ハイブリッド回路 17 との間の第 1 の伝送線路 1 に設けられた、第 1 の可変移相器 5 a 及び第 1 の可変抵抗減衰器 6 a と、90° ハイブリッド回路 16 と 90° ハイブリッド回路 17 との間の第 2 の伝送線路 2 に設けられた、第 2 の可変移相器 5 b 及び第 2 の可変抵抗減衰器 6 b とを備えている。

また、本実施の形態 5 に係る可変電力分配器には、第 1 の伝送線路 1 から分岐して設けられた第 1 の出力信号モニタ機構 8 a と、第 2 の伝送線路 2 から分岐して設けられた第 2 の出力信号モニタ機構 8 b と、これら出力信号モニタ機構からのモニタに基づいて第 1 と第 2 の伝送線路 1 と伝送線路 2 との間における誤差比を検出する誤差検出手段としての誤差演算装置 9 とをさらに備えている。

次に実施の形態 5 に係る可変電力分配器の動作について説明する。入力信号は、90° ハイブリッド回路 16 を介して第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 の 2 系統に分岐され、可変移相器 5 a (5 b)、可変抵抗減衰器 6 a (6 b) によって伝送線路毎にその振幅及び位相が可変制御され、90° ハイブリッド回路 17 を介して分配される。

90° ハイブリッド回路 17 からの出力信号は、第 1 の伝送線路 1 及び第 2 の伝送線路 2 からそれぞれ分岐されて、第 1 の出力信号モニタ機構 8 a 及び第 2 の出力信号モニタ機構 8 b に入力され、これらモニタ機構により、可変電力分配器からの出力信号の振幅及び位相がモニタされる。

ここで、図 10 に示す可変電力分配器を各コンポーネントに含まれる誤差の観点からモデル化すると図 11 に示すようになる。図 11 において、第 1 の伝送線路 1 における入力信号を  $E_{01}$ 、第 2 の伝送線路 2 における入力信号を  $E_{02}$ 、第 1 の伝送線路 1 における出力信号を  $E_1$ 、第 2 の伝送線路 2 における出力信号を  $E_2$

- 、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$ ハイブリッド回路16より入力側（入力端 $E_{01}$ 及び $E_{02}$ 側）の誤差電界値を $\delta_1$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$ ハイブリッド回路16の誤算電界値を $\delta_{h1}$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$ ハイブリッド回路16と $90^\circ$ ハイブリッド回路17との間の第1の伝送線路1における誤差電界値を $C_R$ 、第2の伝送線路2における誤差電界値を $C_L$ とする。また、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$ ハイブリッド回路16の誤算電界値を $\delta_{h2}$ 、第1と第2の伝送線路1及び2における $90^\circ$ ハイブリッド回路17より出力側（出力端 $E_1$ 及び $E_2$ 側）の誤差電界値を $\delta_3$ とする。
- 10 次に、改良型REV法を適用して各コンポーネントの誤差を検出する手順を以下に説明する。
- （1）まず、入力端 $E_{01}$ から入力したとき、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\Delta_{Rm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{1Rm-01}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する。この際、第2の
- 15 可変移相器5bは回転させない。
- （2）次に、入力端 $E_{01}$ から入力したとき、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\Delta_{Rm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{2Rm-01}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する。この際、第2の可変移相器5bは回転させない。
- 20 （3）また、入力端 $E_{01}$ から入力したとき、第2の可変移相器5bの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\Delta_{Lm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{1Lm-01}$ ）を第1の出力信号モニタ機構8aで記録する。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。
- （4）さらに、入力端 $E_{01}$ から入力したとき、第2の可変移相器5bの位相を
- 25  $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\Delta_{Lm}$ における可変電力分配器からの出力信号（電界値 $E_{2Lm-01}$ ）を第2の出力信号モニタ機構8bで記録する。この際、第1の可変移相器5aは回転させない。
- （5）そして、入力端 $E_{02}$ から入力したとき、第1の可変移相器5aの位相を $360^\circ$ 回転させて、位相設定値 $\Delta_{Rm}$ における可変電力分配器からの出力信号（

電界値  $E_{1Rm-02}$ ) を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録する。この際、第 2 の可変移相器 5 b は回転させない。

(6) 次に、入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 1 の可変移相器 5 a の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号 (電界値  $E_{2Rm-02}$ ) を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録する。この際、第 2 の可変移相器 5 b は回転させない。

(7) また、入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号 (電界値  $E_{1Lm-02}$ ) を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録する。この際、第 1 の可変移相器 5 a は回転させない。

(8) さらに、入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号 (電界値  $E_{2Lm-02}$ ) を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録する。この際、第 1 の可変移相器 5 a は回転させない。

前記 8 つの手順にて得られた出力信号から、可変移相器の位相を回転させたときの各系統の電界値は式 (18) のように表される。

つまり、式 (18) で表される可変移相器の位相を回転させたときの各系統の電界値は位相設定値毎に異なる値となり、前記手順から 8 つの電界値  $C'_{1Rm}$ 、 $C'_{2Rm}$ 、 $C'_{1Lm}$ 、 $C'_{2Lm}$ 、 $C''_{1Rm}$ 、 $C''_{2Rm}$ 、 $C''_{1Lm}$ 、 $C''_{2Lm}$  が得られる。

ここで、 $C'_{1Rm}$  は入力端  $E_{01}$  から入力したとき、第 1 の可変移相器 5 a の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号 (電界値  $E_{1Rm-01}$ ) を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録したときの第 1 の伝送線路 1 の電界値である。

また、 $C'_{2Rm}$  は入力端  $E_{01}$  から入力したとき、第 1 の可変移相器 5 a の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号 (電界値  $E_{2Rm-01}$ ) を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録したときの第 1 の伝送線路 1 の電界値である。

また、 $C'_{1Lm}$  は入力端  $E_{01}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相

を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{1Lm-01}$ ）を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録したときの第 2 の伝送線路 2 の電界値である。

また、 $C'_{2Lm}$  は入力端  $E_{01}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{2Lm-01}$ ）を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録したときの第 2 の伝送線路 2 の電界値である。

また、 $C''_{1Rm}$  は入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 1 の可変移相器 5 a の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{1Rm-02}$ ）を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録したときの第 1 の伝送線路 1 の電界値である。

また、 $C''_{2Rm}$  は入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 1 の可変移相器 5 a の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Rm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{2Rm-02}$ ）を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録したときの第 1 の伝送線路 1 の電界値である。

また、 $C''_{1Lm}$  は入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{1Lm-02}$ ）を第 1 の出力信号モニタ機構 8 a で記録したときの第 2 の伝送線路 2 の電界値である。

さらに、 $C''_{2Lm}$  は入力端  $E_{02}$  から入力したとき、第 2 の可変移相器 5 b の位相を  $360^\circ$  回転させて、位相設定値  $\Delta_{Lm}$  における可変電力分配器からの出力信号（電界値  $E_{2Lm-02}$ ）を第 2 の出力信号モニタ機構 8 b で記録したときの第 2 の伝送線路 2 の電界値である。

ここで、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 16 より入力側（入力端  $E_{01}$  及び  $E_{02}$  側）の誤差電界値  $\delta_1$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 16 の誤算電界値  $\delta_{h1}$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 16 と  $90^\circ$  ハイブリッド回路 17 との間の第 1 の伝送線路 1 における誤差電界値  $C_R$ 、第 2 の伝送線路 2 における誤差電界値  $C_L$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリ

ッド回路 16 の誤算電界値  $\delta_{h2}$ 、第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 における  $90^\circ$  ハイブリッド回路 17 より出力側（出力端  $E_1$  及び  $E_2$  側）の誤差電界値  $\delta_3$  は、それぞれ式（22）、式（23）、式（24）、式（25）、式（26）、式（27）で表される。

$$\delta_1 = \sqrt{\frac{C'_{2R} C'_{2L}}{C''_{2R} C''_{2L}}} \quad (22)$$

$$\delta_{h1} = j \frac{C''_{1Rm}}{C'_{1Rm}} \sqrt{\frac{C'_{2Rm} C'_{2Lm}}{C''_{2Rm} C''_{2Lm}}} \quad (23)$$

$$C_R = 2C''_{2Lm} \sqrt{\frac{C'_{1Rm} C''_{2Rm}}{C'_{2Lm} C''_{1Lm}}} \quad (24)$$

$$C_L = 2C''_{2Lm} \quad (25)$$

$$\delta_{h2} = \sqrt{-\frac{C''_{2Rm} C''_{1Lm}}{C'_{1Rm} C''_{2Lm}}} \quad (26)$$

$$\delta_3 = \sqrt{\frac{C'_{1Rm} C''_{1Lm}}{C'_{2Rm} C''_{2Lm}}} \quad (27)$$

この演算処理を誤差演算装置 9 にて実施し検出する。

以上で明らかなように、この実施の形態 5 によれば、可変電力分配器における第 1 と第 2 の伝送線路 1 及び 2 での出力信号をモニタ機構 8 a、8 b でそれぞれモニタし、モニタデータを誤差演算装置 9 に伝送し、改良型 REV 法を適用した演算処理を行うことで、可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を検出することができる。この誤差検出は可変電力分配器を組み上げた後で、各コンポーネントの誤差を見積もることができるので、評価測定時間の大幅な時間短縮、低コスト化が可能である。

実施の形態 6.

図 12 は、この発明の実施の形態 6 に係る可変電力分配器の構成を示すブロック図である。図 12 に示す実施の形態 6 に係る可変電力分配器は、図 9 に示す実施の形態 4 と同様に、図 10 に示す実施の形態 5 の構成の他に、誤差演算装置 9  
5 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b における振幅及び位相の補正値を演算する補正演算装置 10 と、補正値演算装置 10 の出力に基づいて可変抵抗減衰器 6 a、6 b 及び可変移相器 5 a、5 b の振幅補正量及び位相補正量を制御する振幅位相制御装置 11 とをさらに備えている。

すなわち、検出した可変電力分配器内のコンポーネント毎の誤差（第 1 の伝送  
10 線路と第 2 の伝送線路間の相対値）を用いて、可変電力分配器での誤差を考慮した振幅及び位相設定値を補正する値を補正値演算装置 10 により求め、この補正値を振幅位相制御装置 11 に送ることで、可変抵抗減衰器 6 a 及び 6 b、可変移相器 5 a 及び 5 b の設定値を補正するように制御可能となる。なお、補正値演算装置では誤差演算装置 9 にて得られた誤差を相殺するように補正値を求める。

15 また、実施の形態 4 と同様に、前記振幅位相補正値の導出及び制御系は可変電力分配器の系に対してフィードバックをかけられるような配線とすることにより、これらの動作に対して自動的にフィードバック制御をかけることが可能となる。

## 20 産業上の利用の可能性

以上のように、この発明によれば、2 系統の伝送線路間の誤差として振幅比・位相差を可変電力分配器として組み上げた後に演算でき、また、その誤差に基づいて振幅・位相の設定値を補正することが可能な可変電力分配器並びにその誤差検出方法及び設定値補正方法を得ることができる。



## 請 求 の 範 囲

1. 第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路と、  
前記一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、  
5 前記一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、  
前記 2 分配器と前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に  
設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器  
、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器と  
を備えた可変電力分配器において、  
10 前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路からの出力信号をモニタするモニタ機構と、  
前記モニタ機構のモニタ出力に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における  
各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段と  
を備えたことを特徴とする可変電力分配器。
- 15 2. 請求項 1 に記載の可変電力分配器において、  
前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設けられた  
前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各  
出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させ  
たときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、素子電界ベク  
20 トル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに  
存在する誤差を検出する  
ことを特徴とする可変電力分配器。
3. 請求項 2 に記載の可変電力分配器において、  
25 前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰  
器の設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えた  
ことを特徴とする可変電力分配器。
4. 請求項 3 に記載の可変電力分配器において、

前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第 1 と 第 2 の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器。

5

5. 第 1 及び第 2 の線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入力側に設けられた 2 分配器と、前記一対の伝送線路の出力側に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配器と前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路 との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に
- 10 電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器とを備えた 可変電力分配器の前記第 1 と 第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、

前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させた ときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

- 15 前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させた ときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

前記各出力信号から素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出する

ことを特徴とする可変電力分配器の誤差検出方法。

20

6. 請求項 5 に記載の可変電力分配器の誤差検出方法により検出 される誤差の検出結果に基づいて前記第 1 と 第 2 の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器の設定値補正方法。

25

7. 請求項 1 に記載の可変電力分配器において、

前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させ

たときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、改良型素子電界ベクトル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する

ことを特徴とする可変電力分配器。

5

8. 請求項 7 に記載の可変電力分配器において、

前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器に設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えた

ことを特徴とする可変電力分配器。

10

9. 請求項 8 に記載の可変電力分配器において、

前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

15 ことを特徴とする可変電力分配器。

10. 第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入力端に設けられた 2 分配回路と、前記一対の伝送線路の出力端に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と、前記 2 分配回路と前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御すると共に電力増幅する可変移相器、可変抵抗減衰器、及び電力増幅器とを備えた可変電力分配器の前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、

20 前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

前記各出力信号から改良型素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出する

ことを特徴とする可変電力分配器の誤差検出方法。

- 1 1. 請求項 1 0 に記載の可変電力分配器の誤差検出方法により検出される誤差の検出結果に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する
- 5 ことを特徴とする可変電力分配器の設定値補正方法。

- 1 2. 第 1 及び第 2 の伝送線路からなる一対の伝送線路と、  
前記一対の伝送線路の入出力側の各々に設けられた  $90^\circ$  ハイブリッド回路と
- 10 、  
前記入力側の  $90^\circ$  ハイブリッド回路と前記出力側の  $90^\circ$  ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御する可変移相器及び可変抵抗減衰器と  
を備えた可変電力分配器において、
- 15 前記  $90^\circ$  ハイブリッド回路からの出力信号をモニタするモニタ機構と、  
前記モニタ機構のモニタ出力に基づいて前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する誤差検出手段と  
を備えたことを特徴とする可変電力分配器。

- 20 1 3. 請求項 1 2 に記載の可変電力分配器において、  
前記誤差検出手段は、前記モニタ機構から、前記第 1 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号と、前記第 2 の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第 1 及び第 2 の伝送線路からの各出力信号とを得て、改良型素子電
- 25 界ベクトル回転法を適用して前記第 1 と第 2 の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する  
ことを特徴とする可変電力分配器。

- 1 4. 請求項 1 3 に記載の可変電力分配器において、

前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器に設定値を補正して振幅及び位相を制御する制御手段をさらに備えたことを特徴とする可変電力分配器。

5            15.    請求項14に記載の可変電力分配器において、

前記制御手段は、前記誤差検出手段の検出結果に基づいて前記第1と第2の伝送線路間における振幅比及び位相差を演算し、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器。

10

16.    第1及び第2の伝送線路からなる一対の伝送線路と、前記一対の伝送線路の入出力側の各々に設けられた $90^\circ$ ハイブリッド回路と、前記入力側の $90^\circ$ ハイブリッド回路と前記出力側の $90^\circ$ ハイブリッド回路との間の一対の伝送線路の各々に設けられて、入力信号の振幅及び位相を制御する可変移相器及び可変抵抗減衰器とを備えた可変電力分配器の前記第1と第2の伝送線路間における各コンポーネントに存在する誤差を検出する可変電力分配器の誤差検出方法において、

前記第1の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第1及び第2の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

20    前記第2の伝送線路に設けられた前記可変移相器の位相を回転させたときの前記第1及び第2の伝送線路からの各出力信号をそれぞれ検出し、

前記各出力信号から改良型素子電界ベクトル回転法を適用して各コンポーネントに存在する誤差を検出する

ことを特徴とする可変電力分配器の誤差検出方法。

25

17.    請求項16に記載の可変電力分配器の誤差検出方法により検出される誤差の検出結果に基づいて前記第1と第2の伝送線路間における振幅比と位相差を求め、前記可変移相器及び前記可変抵抗減衰器の設定値を補正する

ことを特徴とする可変電力分配器の設定値補正方法。

図 1

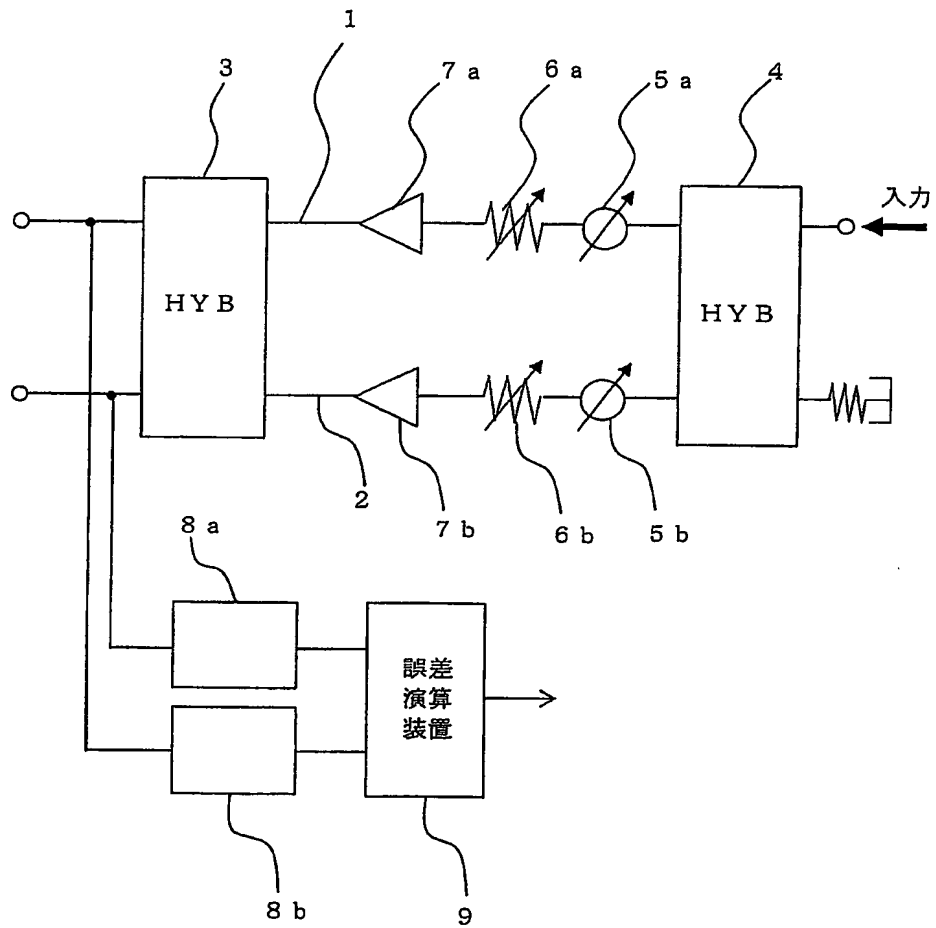


図 2

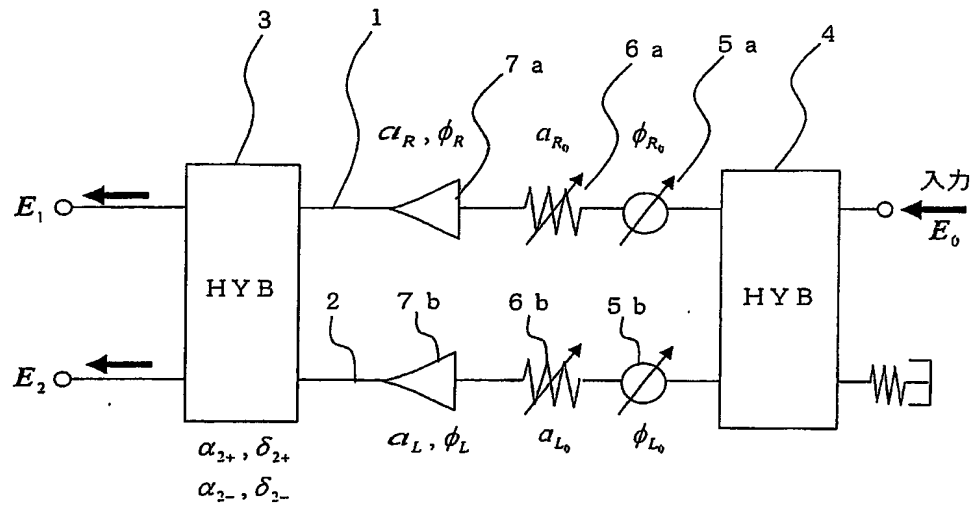


図 3

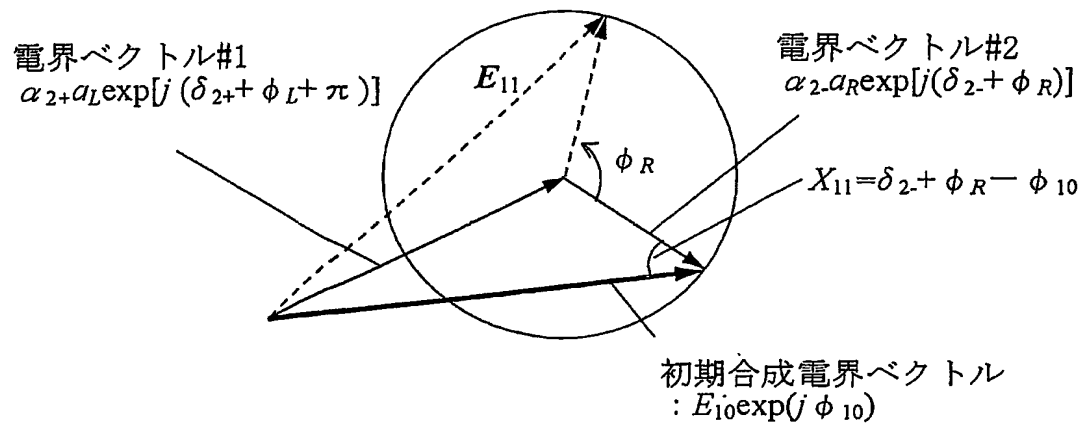




図 4

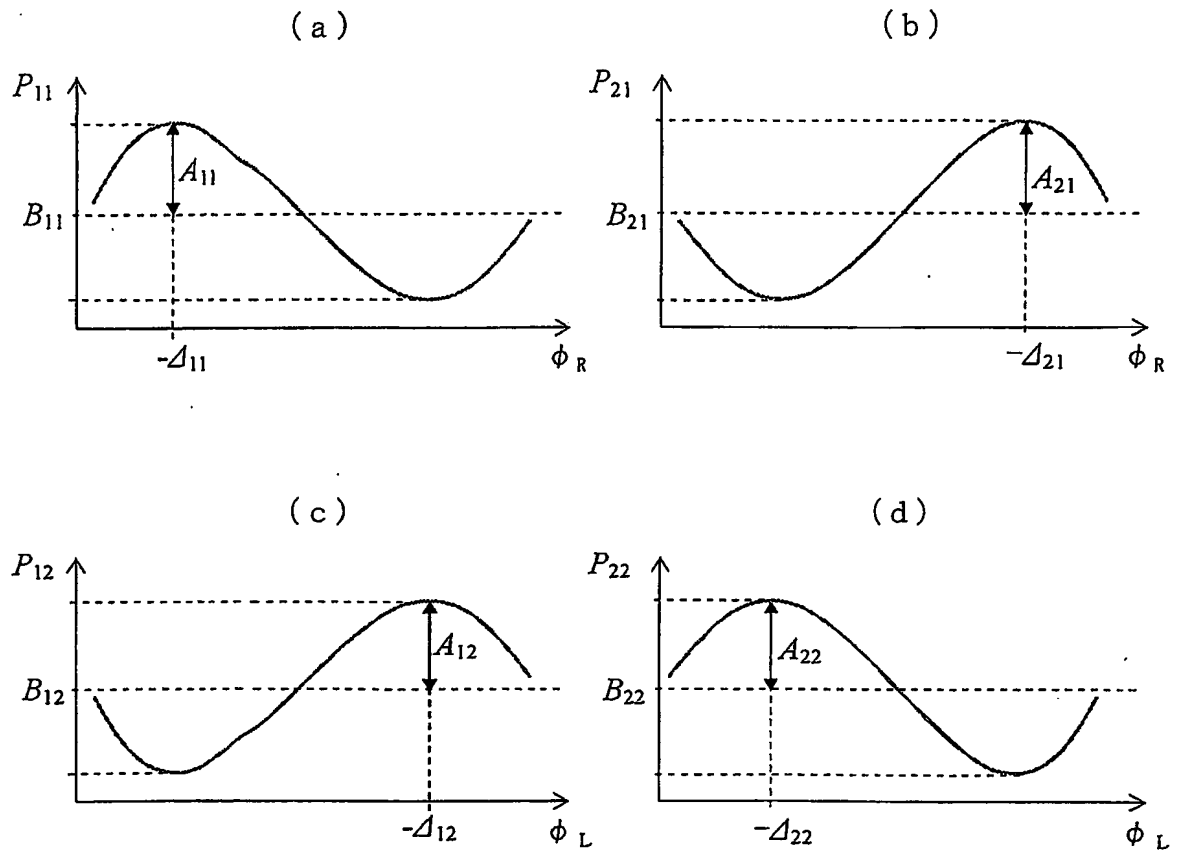


図 5

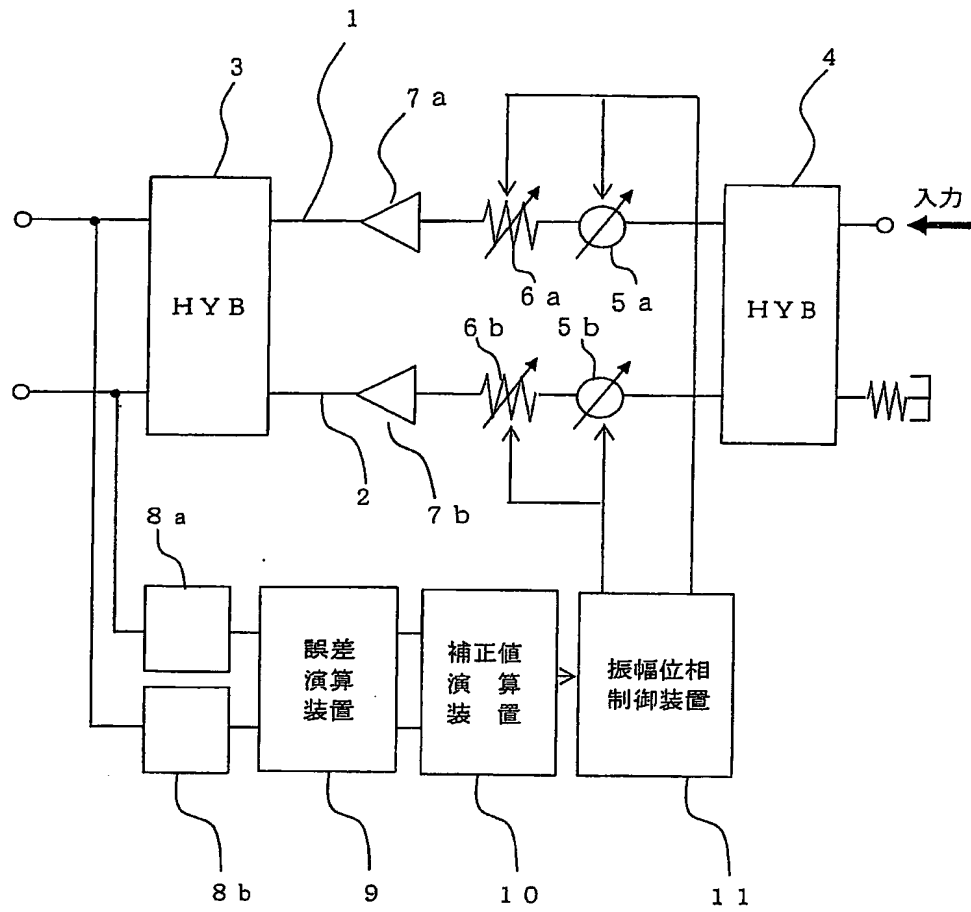


図 6

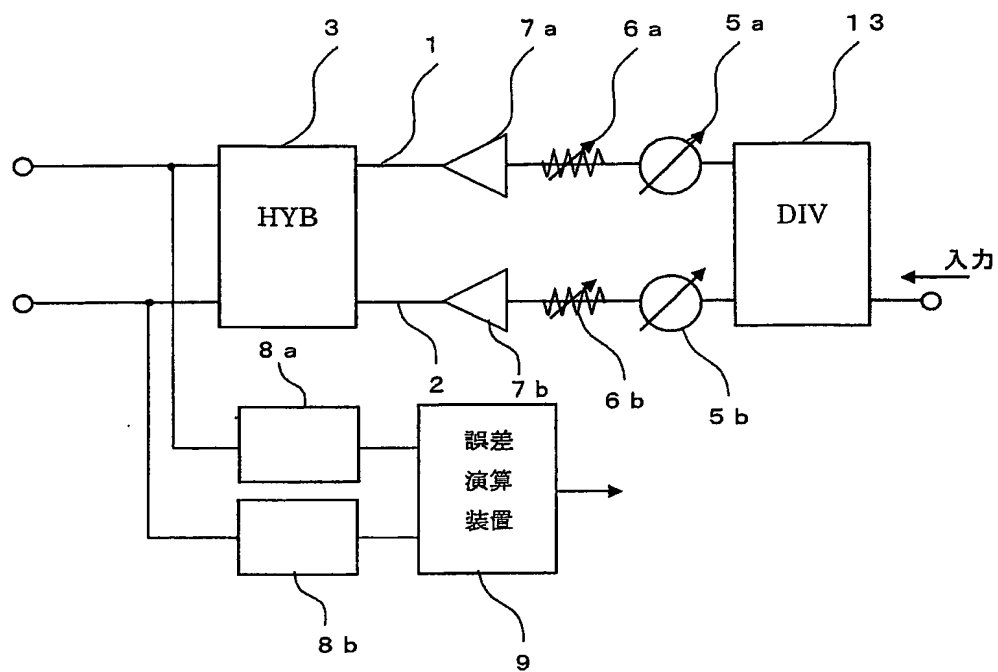


図 7

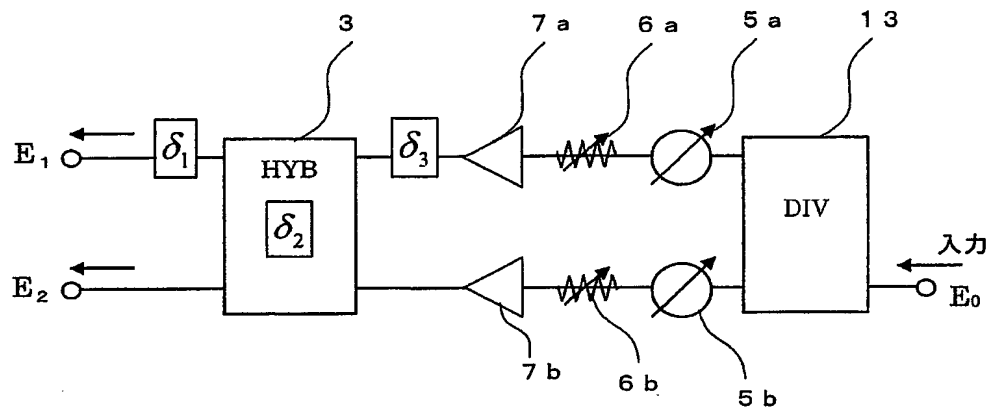


図 8

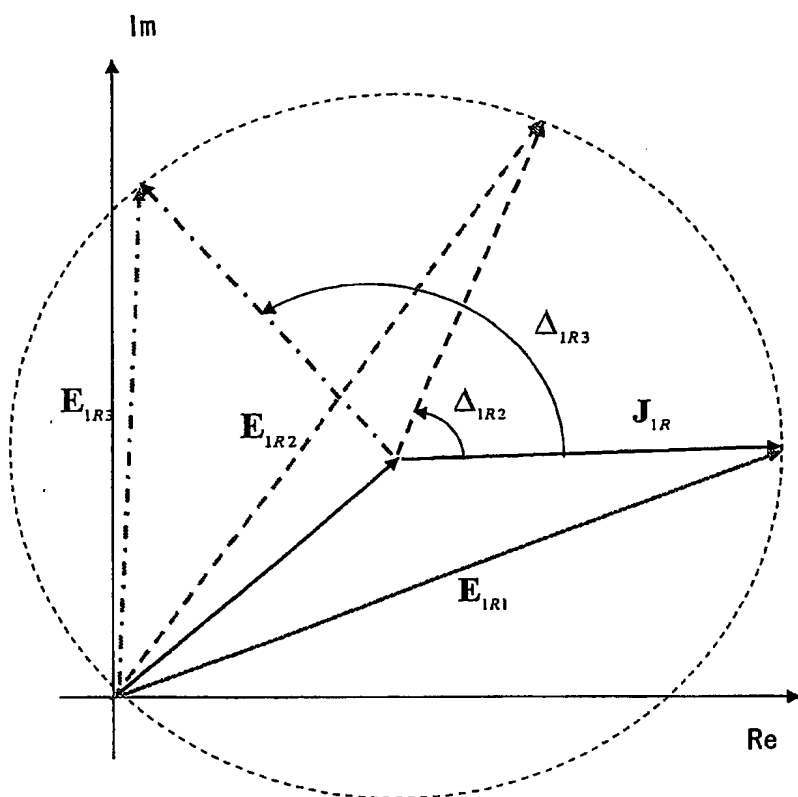


図 9

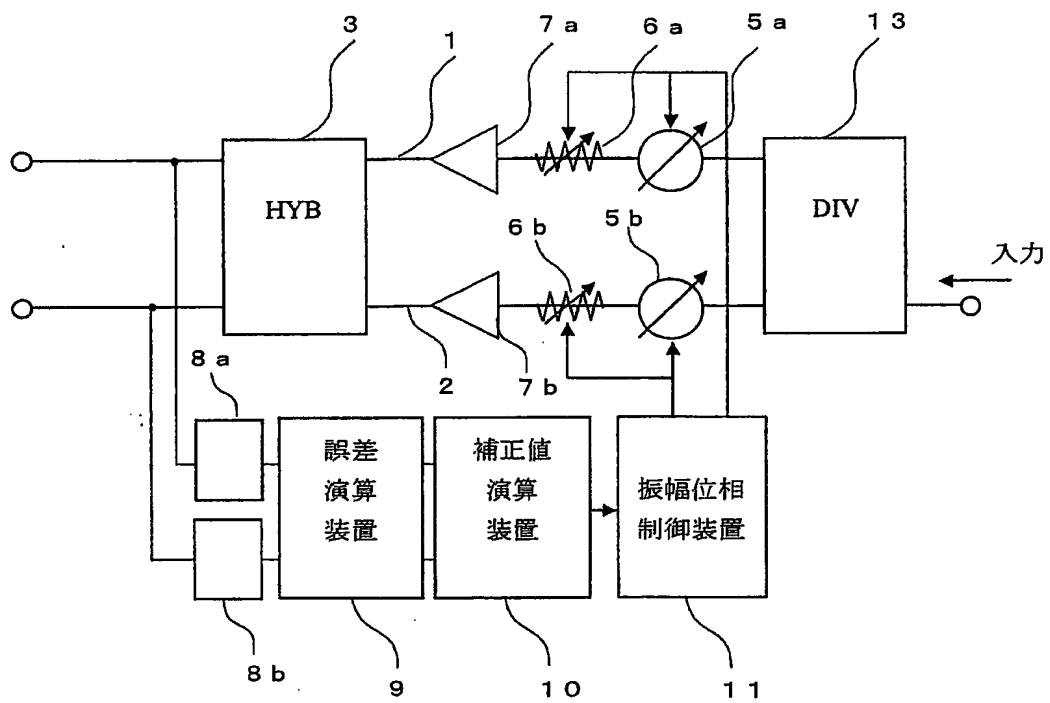


図10

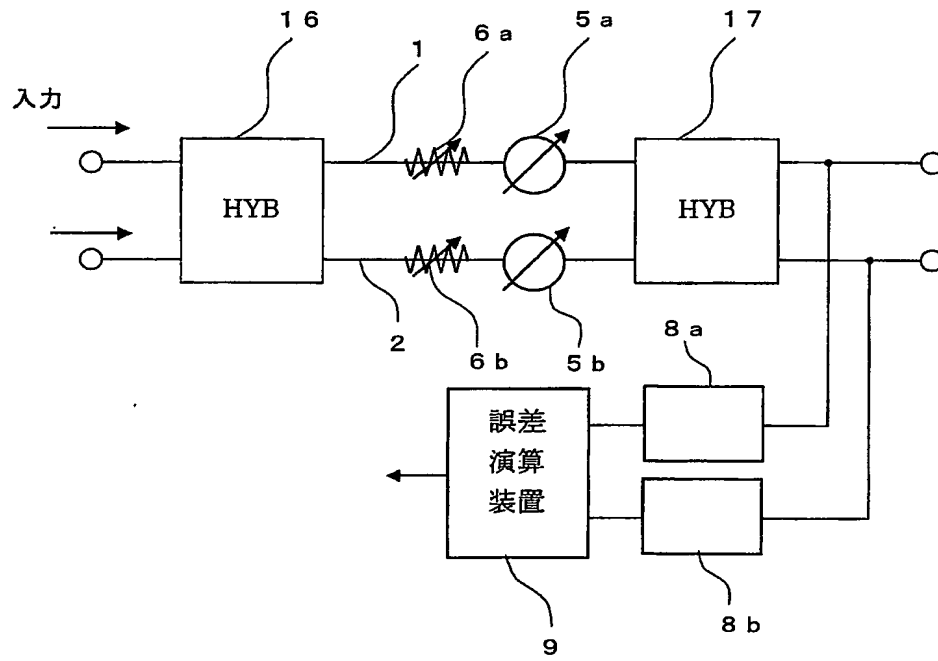


図11

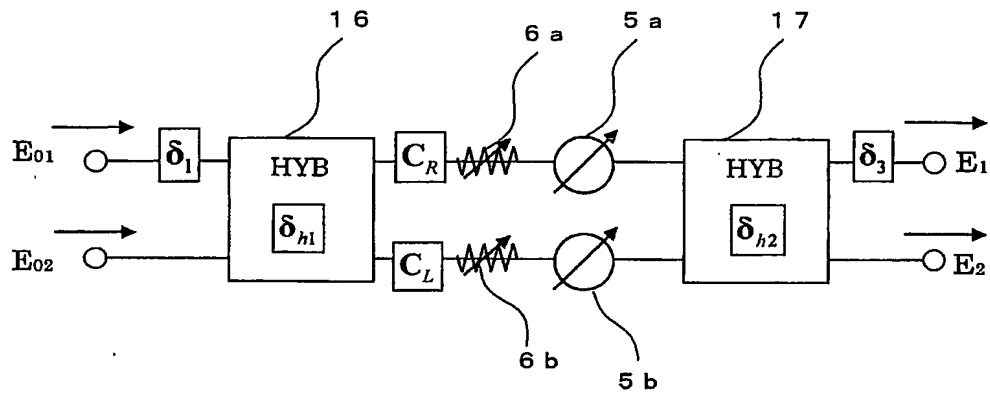




図12

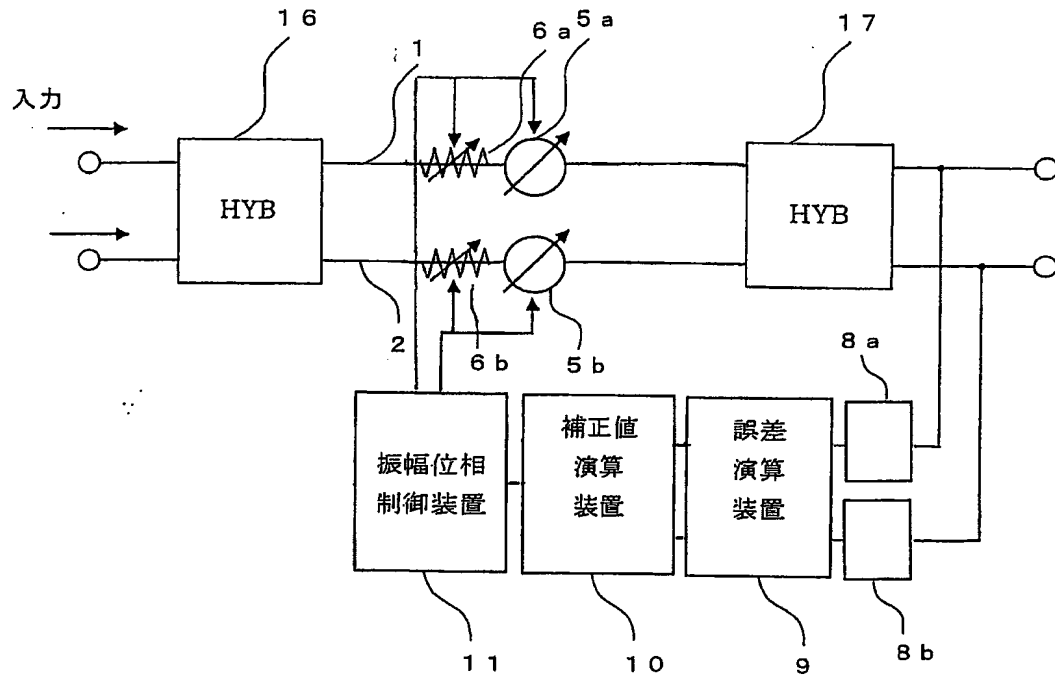
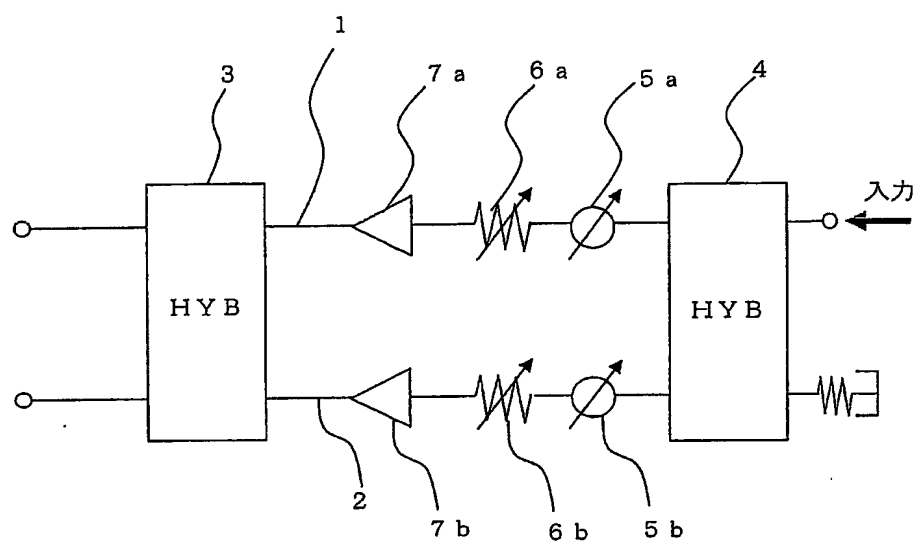


図13



A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H01P5/12

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))  
Int. Cl<sup>7</sup> H01P5/12、H01Q3/26

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年  
日本国公開実用新案公報 1971-2004年  
日本国登録実用新案公報 1994-2004年  
日本国実用新案登録公報 1996-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X	J P 2001-7656 A (日本無線株式会社) 2001. 0 1. 12、全文、第1-6図 (ファミリーなし)	1, 12
A	J P 11-68443 A (三菱電機株式会社) 1999. 0 3. 09、全文、第1-12図 (ファミリーなし)	2-11, 1 3-17
A	J P 3096734 B2 (郵政省通信総合研究所長) 200 0. 08. 11、全文、第1-5図 (ファミリーなし)	2-11, 1 3-17

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

\* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)  
「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

21. 06. 2004

国際調査報告の発送日

06. 7. 2004

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/J P)  
郵便番号100-8915  
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

麻生 哲朗

5 T

3 2 4 5

電話番号 03-3581-1101 内線 3526

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	千葉勇、フェーズドアレーの素子電界ベクトル回転法における移相器の誤差の補正法、信学技報AP-85-81、1985. 11. 22	2-11, 1 3-17
A	竹村暢康、フェーズドアレーアンテナの合成電界振幅位相を用いたアレー素子電界及び移相器誤差の測定法、電子情報通信学会論文誌J85-B第9号、2002. 09. 01、pp. 1558-1565	2-11, 1 3-17